

УДК 621.391.822 : 621.375

ФЛИККЕР-ШУМ В НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ И АВТОГЕНЕРАТОРАХ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

А. С. Лучинин

Проводится теоретический анализ влияния фликкер-шума на флуктуации амплитуды и фазы в усилителях, работающих в существенно нелинейном режиме. Используется введенное ранее автором представление фликкер-шумов биполярных транзисторов в виде флуктуаций коэффициентов передачи эмиттерного и базового токов. Приводятся в сравнении результаты расчетов на ЭВМ и экспериментального исследования флуктуационных характеристик усилителей и автогенераторов.

Флуктуационные характеристики усилителей и автогенераторов (АГ) гармонических колебаний в значительной степени определяются фликкер-шумом элементов, входящих в эти устройства, поэтому изучению его влияния уделяется большое внимание. В последнее время появился ряд работ [1, 2], в которых количественно описывается преобразование этого шума в линейных (или почти линейных) усилителях.

В данной работе рассматривается влияние фликкер-шума биполярных транзисторов, работающих в существенно нелинейном режиме, на амплитудные и фазовые флуктуации усилителей и автогенераторов. Решение этой задачи осуществляется с использованием модели фликкер-шума, предложенной в [2].

В стабильных малощумящих АГ транзисторы обычно используются в недонапряженном режиме с автоматическим смещением [3]. Такой режим принят за основу и в данной работе, при этом считается, что автосмещение создается в эмиттерной цепи и является безынерционным для медленных флуктуаций, обусловленных фликкер-шумом.

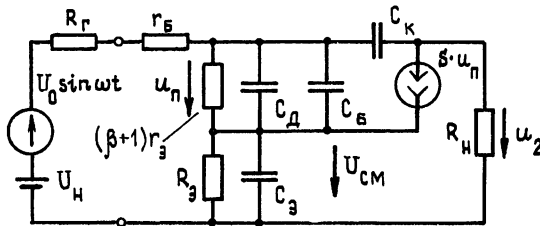


Рис. 1.

Исследуемый усилитель (усилительный элемент АГ) представляется эквивалентной схемой, показанной на рис. 1. Параметры транзистора: сопротивление базы r_b , коэффициент передачи тока базы β , граничная частота усиления транзистора f_T , считаются постоянными из-за относительно слабой (по сравнению с r_e , C_D , S) зависимости от тока эмиттера [4]. Диффузионное сопротивление и емкость эмиттерного перехода r_e , C_D , а также крутизна транзистора S , напротив, имеют прямую зависимость от тока эмиттера и определяются на основе зарядовой модели [4] вольт-амперной и кулон-вольтной характеристиками $p-n$ -перехода:

$$i_3 = I_0(e^{\gamma u_n} - 1); \quad (1)$$

$$q_3 = \tau_3 I_0(e^{\gamma u_n} - 1), \quad (2)$$

где i_3 — ток эмиттера, u_T — напряжение на эмиттерном переходе, q_3 — заряд, накапливающийся в области базы, τ_3 — постоянная времени, характеризующая скорость протекания электрических процессов в p - n -переходе, $\tau_3 = (2\pi f_T)^{-1}$ [4], $\gamma = q/kT$, q — заряд электрона, k — постоянная Больцмана, T — температура эмиттерного перехода в градусах Кельвина, I_0 — тепловой ток эмиттерного перехода.

Возможность такого разделения параметров позволяет распространить модель фликкер-шума [2] на нелинейный режим. Коэффициент передачи базового тока β , через флуктуации которого проявляется фликкер-шум транзисторов, не зависит от режима работы. С другой стороны, параметры r_b , C_d , S , создающие нелинейный режим, являются нефлуктуирующими.

Полная емкость эмиттерного перехода состоит из диффузионной и барьерной емкостей. Последняя (C_6) зависит от напряжения на эмиттерном переходе [3]:

$$C_6 = C_0(\varphi_T + u_n)^{-n}, \quad (3)$$

где $n = 1/2 \div 1/3$, φ_T — контактная разность потенциалов, C_0 — емкость при $u_n = 0$.

Емкость коллекторного перехода C_K в общем случае зависящая от напряжения на коллекторном переходе, считается постоянной. Это обусловлено тем, что в недонапряженном режиме амплитуда переменного напряжения на переходе мала по сравнению с постоянным, и изменением емкости C_K в течение периода сигнала можно пренебречь.

При анализе усилителя предполагается, что источник сигнала имеет активное выходное сопротивление R_r , а сам усилитель нагружен на активное сопротивление R_n .

Усилитель, представленный эквивалентной схемой (рис. 1), описывается системой из трех нелинейных дифференциальных уравнений первого порядка, решение которых возможно лишь на ЭВМ методом несущей [5]. Это обусловлено тем, что воздействующее на нелинейный элемент (эмиттерный переход) напряжение при исследовании усилителя в существенно нелинейном режиме нельзя считать узкополосным. Решение системы методом несущей требует больших затрат машинного времени, поскольку в схеме имеется весьма инерционный элемент — цепь автосмещения. Последняя определяет динамику установления стационарного режима.

При исследовании медленных флуктуаций, когда цепь автосмещения можно считать безынерционной, существенным является лишь значение смещения, которое создается этой цепью в установившемся режиме. В схеме (рис. 1) для такого случая можно исключить цепь R_b , C_b , заменив ее источником ЭДС, равной падению напряжения на сопротивлении R_b при протекании через него постоянной составляющей эмиттерного тока.

В таком приближении усилитель описывается следующими уравнениями:

$$\frac{du_n}{dX} = \frac{(U_n + U_0 \sin X - U_{cm} - u_n)(r_b + R_r)^{-1} - I_0(e^{\gamma u_n} - 1) - u_2 R_n^{-1}}{\omega_0 \{\tau_3 I_0 \gamma e^{\gamma u_n} + C_0 [\varphi_T + (n-1)u_n] (\varphi_T - u_n)^{-n-1}\}},$$

$$\frac{du_2}{dX} = \frac{du_n}{dX} - \frac{\beta I_0 (e^{\gamma u_n} - 1)}{(\beta + 1) \omega_0 C_K} - \frac{u_2}{\omega_0 C_K R_n}, \quad (4)$$

$$I_3 (U_{cm}) R_b = U_{cm},$$

где U_n — напряжение базового источника смещения, u_1 и u_2 — мгновенные напряжения на эмиттерном переходе и на нагрузке, ω_0 — частота входного гармонического колебания, $X = \omega_0 t$, t — текущее время, $I_b(U_{cm})$ — постоянная составляющая эмиттерного тока в установившемся режиме, зависящая от напряжения автосмещения U_{cm} .

Два дифференциальных уравнения системы (4) описывают эквивалентную схему усилителя (рис. 1) без учета цепи R_3, C_3 при фиксированном напряжении смещения U_{cm} . Третье уравнение определяет это смещение.

Для исследования флуктуационных характеристик усилителя выполнено решение системы (4) на ЭВМ БЭСМ-6 при различных амплитудах и частотах входного гармонического сигнала. При этом найдены амплитуды и фазы первой гармоники выходного напряжения, полученной разложением в ряд Фурье выходного напряжения в установившемся режиме. На основании условия безынерционности усилителя для флуктуаций уровень последних определен квазистатическим методом. По приращениям амплитуд и фаз, рассчитанных при двух значениях коэффициента β , найдены коэффициенты преобразования изменений (флуктуаций β) во флуктуации амплитуды и фазы выходного колебания, соответственно N_α и N_φ . Очевидно, если флуктуации β имеют спектральную плотность мощности (СПМ) $S_\beta(\Omega)$, то СПМ амплитудных и фазовых флуктуаций усилителя определяется соотношениями

$$S_\alpha(\Omega) = N_\alpha^2 S_\beta(\Omega), \quad S_\varphi(\Omega) = N_\varphi^2 S_\beta(\Omega). \quad (5)$$

Численные расчеты сопровождаются ошибками. При исследованиях ошибки контролировались путем изменения шага при решении дифференциальных уравнений (методом Рунге—Кутты [6]), а также величины приращений β при определении N_α и N_φ . Кроме того, результаты расчетов на ЭВМ сопоставлялись с расчетами для линейного режима по соотношениям, полученным в [2]. Погрешности численных расчетов сведены до пренебрежимо малых величин.

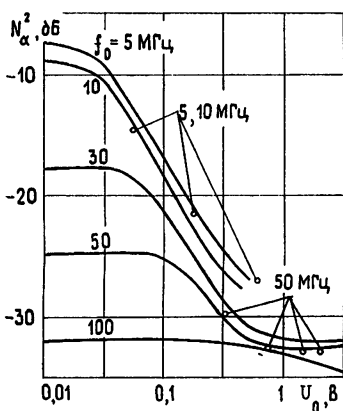


Рис. 2.

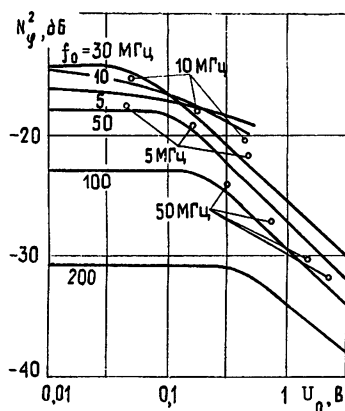


Рис. 3.

В качестве примера рассчитаны зависимости коэффициентов N_α и N_φ для усилителя на транзисторе 1Т 313Б от амплитуды и частоты входного сигнала. Параметры транзистора и элементов схемы усилителя приняты следующими [7]: $R_r + r_6 = 100 \text{ Ом}$, $f_T = 500 \text{ МГц}$, $\beta = 50$, $I_b = 10 \text{ мА}$, $C_K = 1 \text{ нФ}$, $C_0 = 11,6 \text{ нФ} \cdot B^{0,5}$, $n = 0,5$, $\varphi_T = 0,6 \text{ В}$, $\gamma = 40 \text{ В}^{-1}$, $I_0 = 5,1 \cdot 10^{-6} \text{ А}$, $R_{II} = 25 \text{ Ом}$ на частотах 5 и 10 МГц, 50 Ом на 30 и 50 МГц, 100 Ом на 100 МГц, 200 Ом на 200 МГц.

Результаты расчета изображены на рис. 2 и 3 сплошными линиями.

Расчеты показали, что с ростом амплитуды входного колебания уровень амплитудных и фазовых флуктуаций уменьшается. Уровень амплитудных флуктуаций уменьшается также с увеличением частоты входного сигнала. Фазовые флуктуации имеют частотную зависимость с максимумом, расположенным в районе частоты f_T/β .

Экспериментальная проверка полученных результатов проведена на основе измерений шумов автогенераторов. Спектры шумов АГ и усилителей, на базе которых они построены, связаны соотношениями [8]

$$S_{\text{аг}}(\Omega) = \frac{S_a(\Omega)}{\Pi^2 + (\Omega\tau_Q)^2}, \quad S_{\text{фг}}(\Omega) = \frac{S_\varphi(\Omega)}{(\Omega\tau_Q)^2}, \quad (6)$$

где $S_{\text{аг}}(\Omega)$ и $S_{\text{фг}}(\Omega)$ — СПМ флуктуаций амплитуды и фазы колебаний АГ, Π — прочность предельного цикла, $\tau_Q = 2Q/\omega_0$, Q — добротность контуров, ω_0 — частота генерации.

В (6) коэффициент неизохронности автогенераторов принят равным нулю. Значения прочности предельного цикла Π определены по методике [9] на основании рассчитанных на ЭВМ колебательных характеристик нелинейного усилителя.

С целью проверки результатов расчета проведены измерения спектров амплитудных и фазовых шумов автогенераторов на транзисторах 1Т 313Б, работающих на частотах 5, 10, 50 МГц при различных факторах регенерации [3] и соответственно при разных амплитудах колебаний на входе транзисторов. На относительно низких частотах — 5, 10 МГц — исследованы одностранзисторные АГ, построенные по схеме емкостной трехточки. На частоте 50 МГц для ослабления влияния проводимостей транзисторов на контуры в автогенераторах использованы усилительные элементы, построенные по каскодной схеме общий эмиттер — общая база. В [1] отмечено, что второй транзистор в такой схеме оказывает слабое влияние на шумовые характеристики АГ. Транзисторы в АГ использованы в том же режиме, что и в исследуемом усилителе.

Измеренные и пересчитанные по соотношениям (5), (6) результаты отмечены на рис. 2 и 3 точками. Необходимые для пересчетов СПМ определены по методике, описанной в [2], на основании измеренных спектров фликкер-шума транзисторов.

Как видно, имеет место достаточно хорошее совпадение расчетных и экспериментальных результатов. Следует отметить, что хорошее совпадение получается до значений факторов регенерации, при которых транзисторы еще слабо шунтируют контуры (увеличение фактора регенерации достигается за счет увеличения степени связи контуров с транзисторами). Максимальная величина фактора регенерации в диапазоне частот 5—50 МГц для автогенераторов на транзисторах 1Т 313Б достигает 10—20. Таким факторам регенерации соответствуют уровни флуктуаций амплитуды на 10—20 дБ и фазы, примерно на 10 дБ меньшие, чем в режиме малой нелинейности.

Таким образом, модель фликкер-шума в биполярных транзисторах, разработанная в [2], позволяет достаточно точно описать флуктуационные характеристики усилителей не только в линейном режиме, но и в существенно нелинейном режиме. Полученные результаты позволяют разработать единую методику количественного определения шумовых характеристик усилителей и автогенераторов, методику оптимизации этих устройств по критерию минимума фликкер-шумов, а также дать рекомендации по снижению уровня этих шумов в нелинейных усилителях и автогенераторах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кулешов В. Н., Бережняк И. П.—Радиотехника и электроника, 1980, 25, № 11, с. 2393.
2. Лучинин А. С.—Изв. вузов — Радиофизика, 1980, 23, № 3, с. 317.
3. Шитиков Г. Т., Цыганков П. Я., Орлов О. М. Высокостабильные кварцевые автогенераторы.—М.: Сов. радио, 1974, с. 89.
4. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики.—М.: Энергия, 1976, с. 47.
5. Борисов Ю. П. Математическое моделирование радиосистем.—М.: Сов. радио, 1976, с. 127.
6. Крылов В. И., Бобков В. В., Монастырный П. И. Вычислительные методы. Т. II.—М.: Наука, 1977, с. 21.
7. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам./Под ред. Н. Н. Горюнова.—М.: Энергия, 1976, с. 306.
8. Жалуд В., Кулешов В. Н. Шумы в полупроводниковых устройствах.—М.: Сов. радио, Прага: Изд. техн. литературы, 1977, с. 333.
9. Малахов А. Н., Якимов А. В. Флуктуационные явления в полупроводниковых автоколебательных системах.—Горький Горьковский государственный ун-т, 1976, с. 41.

Уральский политехнический
институт

Поступила в редакцию
17 марта 1982 г.

FLICKER NOISE IN BIPOLAR TRANSISTOR NONLINEAR AMPLIFIERS AND AUTOGENERATORS

A. S. Luchinin

A theoretical analysis is given for the flicker noise effect on the amplitude and phase fluctuations in amplifiers operating in an essentially nonlinear regime. The author uses the earlier found presentation of flicker noise of bipolar transistors in the form of fluctuations of emitter and bias current transmission coefficients. Computer and experimental results are compared for amplifier and autogenerator fluctuation characteristics.
